

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

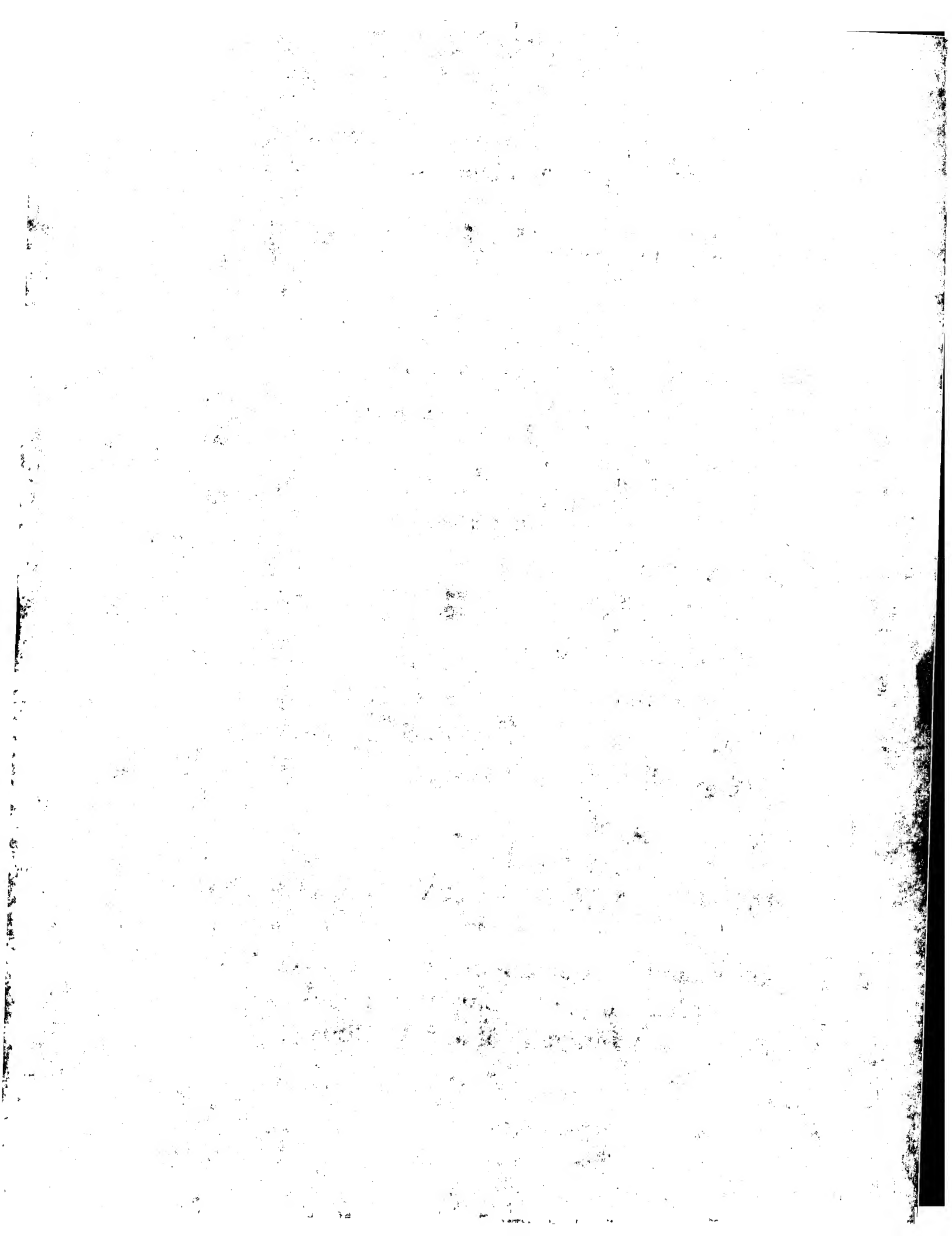
Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**





PATENT APPLICATION  
Q-78625

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

David RUFFIEUX

Appln. No. 10/721,897

Group Art Unit: 2817

Confirmation No.: 6292

Examiner: NOT YET KNOWN

Filed: November 26, 2003

For: VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR CIRCUIT FOR A LOW POWER  
ELECTRONIC DEVICE

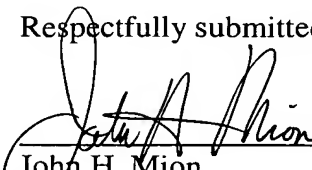
**SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Submitted herewith is a certified copy of the priority document on which a claim to priority was made under 35 U.S.C. § 119. The Examiner is respectfully requested to acknowledge receipt of said priority document.

Respectfully submitted,

  
\_\_\_\_\_  
John H. Mion  
Registration No. 18,879

SUGHRUE MION, PLLC  
2100 Pennsylvania Avenue, N.W.  
Washington, D.C. 20037-3213  
(202) 663-7901

WASHINGTON OFFICE

23373

CUSTOMER NUMBER

Date: April 15, 2004





P.B.5818 - Patentlaan 2  
2280 HV Rijswijk (ZH)  
☎ +31 70 340 2040  
TX 31651 epo nl  
FAX +31 70 340 3016

Europäisches  
Patentamt

European  
Patent Office

Office européen  
des brevets

Generaldirektion 1

Directorate General 1

Direction Générale 1

Ravenel, Thierry Gérard Louis  
I C B,  
Ingénieurs Conseils en Brevets SA,  
7, rue des Sors  
2074 Marin  
CH

Datum/Date

08/10/03

Zeichen/Ref./Réf.

CAS 2190/CM/EP

Anmeldung Nr./Application No./Demande n°/Patent Nr./Patent No./Brevet n°.

02080009.0 1233

Anmelder/Applicant/Demandeur/Patentinhaber/Proprietor/Titulaire

CSEM@Centre Suisse d'Electronique et de Microtechnique S.A. - Recherche et Développement

### Übersendung von/Transmission of/Envoi de

Antrag vom/Request dated/Requête du 06/10/03

☐

Kopien bei Akteneinsicht nach Regel 94(3) EPÜ  
Copies in the case of inspection of files pursuant to Rule 94(3) EPC  
Copies en cas d'inspection publique selon la règle 94(3) CBE

☐

Beglaubigung  
Certification  
Certification

☒

1 Prioritätsbeleg(e)/priority document(s)/document(s) de priorité R. 94(4)

☐

Ausfertigung(en) der Patenturkunde nach Regel 54(2) EPÜ  
Duplicate of the patent certificate pursuant to Rule 54(2) EPC  
Duplicata du certificat de brevet, selon la Règle 54(2) CBE

☐

Auszug aus dem Register nach Regel 92(3) EPÜ  
Extract from the register pursuant to Rule 92(3) EPC  
Extrait du registre selon la Règle 92(3) CBE

☐

Auskunft aus den Akten nach Regel 95 EPÜ  
Communication of information contained in the files pursuant to Rule 95 EPC  
Communication d'informations contenues dans la dossier selon la Règle 95 CBE

☐

Akteneinsicht nach Regel 94(2) EPÜ  
Inspection of files pursuant to Rule 94(2) EPC  
Inspection publique selon la Règle 94(2) CBE

PERON L (TEL:3632)





**Europäisches  
Patentamt**

**European  
Patent Office**

**Office européen  
des brevets**

**Bescheinigung**

**Certificate**

**Attestation**

Die angehefteten Unterla-  
gen stimmen mit der  
ursprünglich eingereichten  
Fassung der auf dem näch-  
sten Blatt bezeichneten  
europäischen Patentanmel-  
dung überein.

The attached documents  
are exact copies of the  
European patent application  
described on the following  
page, as originally filed.

Les documents fixés à  
cette attestation sont  
conformes à la version  
initialement déposée de  
la demande de brevet  
européen spécifiée à la  
page suivante.

**Patentanmeldung Nr.    Patent application No.    Demande de brevet n°**

**02080009.0**

Der Präsident des Europäischen Patentamts:  
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets  
p.o.

**R C van Dijk**







Anmeldung Nr:  
Application no.: 02080009.0  
Demande no:

Anmeldetag:  
Date of filing: 28.11.02  
Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

CSEM  
Centre Suisse d'Electronique et de  
Microtechnique S.A.  
Recherche et Développement,  
Jaquet-Droz 1  
2007 Neuchâtel  
SUISSE

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:  
(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.  
If no title is shown please refer to the description.  
Si aucun titre n'est indiqué se referer à la description.)

Circuit oscillateur commandé en tension pour un dispositif électronique basse  
puissance

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)  
revendiquée(s)  
Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/  
Classification internationale des brevets:

H03L7/00

Am Anmeldetag benannte Vertragsstaaten/Contracting states designated at date of  
filing/Etats contractants désignées lors du dépôt:

AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE SK TR



Cas 2190

CM/ert

CIRCUIT OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION POUR UN  
DISPOSITIF ELECTRONIQUE BASSE PUISSANCE

L'invention concerne un circuit oscillateur commandé en tension notamment pour un dispositif électronique basse puissance, tel qu'un téléphone portable ou une montre. Ce circuit oscillateur commandé en tension peut faire partie d'un synthétiseur de fréquence. Il comprend notamment un circuit résonant, composé d'un élément  
5 capacitif variable en tension et d'au moins une inductance, qui est connecté à une paire de transistors couplés en croix, qui permet de compenser les pertes du circuit résonant.

Des circuits oscillateurs commandés en tension, dénommés VCO (Voltage Controlled Oscillator en terminologie anglaise), produisent principalement des signaux  
10 à haute fréquence. La fréquence de ces signaux à haute fréquence dépend généralement de la valeur capacitive d'un circuit résonant. Cette valeur capacitive est modifiée en fonction d'une tension de commande appliquée au condensateur variable dénommé varactor en terminologie anglaise. Dans le cas d'une utilisation dans un synthétiseur de fréquence, cette tension de commande filtrée provient d'un détecteur  
15 de phase d'une boucle à blocage de phase.

On rencontre de tels circuits oscillateurs par exemple dans des appareils portables de télécommunication pour la transmission d'information sur une fréquence porteuse qui peut être comprise entre quelques centaines de MHz à quelques GHz. Ces circuits oscillateurs peuvent également être utilisés pour des opérations de  
20 démodulation dans des récepteurs de signaux radiofréquences par exemple.

Comme ces circuits oscillateurs peuvent équiper des objets ou appareils portables, qui comprennent une pile ou un accumulateur de petite taille, il est souvent nécessaire de réduire leur consommation électrique, ainsi que leur tension d'alimentation.

25 Dans des circuits oscillateurs conventionnels, il est souvent nécessaire d'imposer un courant de polarisation de la paire de transistors suffisamment grand pour tenir compte du bruit de phase et du plus mauvais facteur de qualité du circuit résonant. Ceci implique une consommation électrique importante, ce qui est un inconvénient.

30 De multiples autres réalisations de circuits oscillateurs ont également été proposées de manière à limiter la consommation en courant. Le circuit oscillateur peut comprendre, par exemple, une boucle de régulation d'amplitude de manière à contrôler le courant nécessaire pour obtenir une amplitude d'oscillation suffisante. On peut citer à ce titre la publication intitulée "A 2V 2.5GHz – 104dBc/Hz at 100kHz Fully

- 2 -

Integrated VCO with Wide-Band Low-Noise Automatic Amplitude Control Loop" de A. Zanchi, C. Samori, S. Levantino et A. L. Lacaita, et publiée dans la revue IEEE Journal Of Solid-State Circuits, volume 36, n°4 d'avril 2001. Dans cette publication, il est décrit un circuit oscillateur commandé en tension qui comprend une boucle de commande automatique d'amplitude d'oscillations.

Ce circuit oscillateur, décrit dans la publication susmentionnée, est représenté de manière schématique sur la figure 1. Le circuit oscillateur 1 comprend une paire différentielle de transistors bipolaires couplés en croix 4 et 5, qui est connectée à un circuit résonant. Le circuit résonant est constitué par au moins un condensateur  $C_v$  et deux inductances  $L1$  et  $L2$ , qui sont connectées à une borne de potentiel haut  $V_{cc}$  d'une source de tension. La base de chaque transistor 4 et 5 est couplée par des capacités  $C_a$  et  $C_b$  au collecteur de l'autre transistor. Une polarisation des transistors 4 et 5 est imposée par une source de tension  $V_b$  par l'intermédiaire de deux résistances  $R_a$  et  $R_b$  reliées à la base des transistors 4 et 5, respectivement. La paire différentielle des transistors couplés en croix permet de fournir une transconductance négative au circuit résonant. La transconductance négative compense la conductance de perte du circuit résonant pour obtenir des signaux oscillants.

Une source de courant variable est représentée par le transistor 6 placé en série avec la paire différentielle et le circuit résonant. Un détecteur d'amplitude 2 détecte l'amplitude maximale des oscillations sur les collecteurs des transistors 4 et 5. De plus, un filtre constitué par la résistance  $R$  et le condensateur  $C$  permet de retirer la tension en mode commun à comparer dans un amplificateur 3 avec une tension de référence  $V_{ref}$ . Ainsi, lorsque l'amplitude des oscillations croît, la valeur du courant fourni par le transistor 6 diminue de manière à assurer une régulation d'amplitude.

Un inconvénient du circuit oscillateur proposé dans cette publication réside dans le fait que le bruit engendré est important. Ce bruit est notamment dû à la source de courant placée en série avec le circuit résonant et la paire différentielle de transistors entre les bornes d'alimentation électrique.

Un autre inconvénient de ce circuit oscillateur est qu'il utilise un nombre important de composants pour réguler l'amplitude d'oscillations, ce qui implique une consommation électrique importante pour la régulation d'amplitude des oscillations et la génération de bruit supplémentaire.

Un but de l'invention est de pallier les inconvénients de l'art antérieur en fournissant un circuit oscillateur commandé en tension agencé de telle manière à minimiser le bruit et la consommation tout en maintenant une amplitude d'oscillation maximale.

- 3 -

A cet effet, l'objet de l'invention concerne un circuit oscillateur commandé en tension comprenant les caractéristiques mentionnées dans la revendication 1.

Des modes de réalisation avantageux de l'invention sont définis dans les revendications dépendantes.

- 5 Un avantage du circuit oscillateur, selon l'invention, réside en l'agencement des miroirs de courant, qui sont réalisés avec chaque transistor de la paire placé en parallèle avec un transistor respectif monté en diode. Chaque transistor monté en diode recevant un courant d'une source de courant de manière à polariser chaque transistor de la paire. En polarisant chaque transistor de la paire de cette façon, cela
- 10 permet de réduire fortement le bruit engendré.

- Grâce à la non-linéarité des transistors montés en diode, il peut être détecté une variation de tension en mode commun sur chaque borne de commande des transistors du miroir en fonction de la variation d'amplitude des signaux oscillants. Avantageusement, deux résistances connectées en série entre les bornes de
- 15 commande des transistors de la paire peuvent extraire, par leur nœud de connexion, la tension en mode commun afin de la stocker sur un condensateur de filtrage. Plus l'amplitude des signaux oscillants croît, plus la tension en mode commun diminue, et inversement. La valeur de chaque courant fourni aux transistors montés en diode dépend directement de la variation de la tension en mode commun stockée sur le
- 20 condensateur de filtrage. Ainsi, le courant diminue si l'amplitude des signaux oscillants augmente de manière à réduire également la consommation électrique du circuit oscillateur.

- L'amplitude des signaux oscillants est donc limitée par la valeur du courant de polarisation, et non par des non-linéarités de la partie fournissant les signaux
- 25 oscillants.

Les buts, avantages et caractéristiques du circuit oscillateur commandé en tension apparaîtront mieux dans la description suivante de formes d'exécution illustrées par les dessins sur lesquels :

- la figure 1 déjà citée représente un circuit oscillateur commandé en tension
- 30 de l'art antérieur,
- la figure 2 représente de manière schématique le principe de régulation d'amplitude du circuit oscillateur commandé en tension selon l'invention,
  - la figure 3 représente en détail une première forme d'exécution du circuit oscillateur commandé en tension selon l'invention, et
- 35 - la figure 4 représente une seconde forme d'exécution du circuit oscillateur commandé en tension selon l'invention.

- 4 -

La figure 2 montre de manière générale les composants électroniques du circuit oscillateur commandé en tension 1 selon une première forme d'exécution de la présente invention. Ce circuit oscillateur est de préférence utilisé dans un dispositif électronique basse puissance, tel qu'un téléphone portable ou une montre par  
5 exemple, sans toutefois être limité à l'emploi uniquement dans un tel dispositif basse puissance. Lorsqu'il fait partie d'un synthétiseur de fréquence, il produit des signaux oscillants haute fréquence sur lesquels sont par exemple modulés des signaux de données. La fréquence porteuse des signaux oscillants est ajustée par une tension continue de commande appliquée sur une entrée du circuit oscillateur.

10 Ce circuit oscillateur commandé en tension 1 comprend principalement, dans un agencement en série entre une borne de potentiel haut  $V_{EXT}$  et une borne de potentiel bas d'une source de tension régulée, un circuit résonant, qui est constitué par deux inductances  $L1$  et  $L2$  et d'un élément capacitif variable  $Cv$ , et une paire de transistors NMOS couplés en croix  $N1$  et  $N2$  pour compenser des pertes du circuit  
15 résonant. La paire de transistors NMOS est connectée entre des bornes de sortie  $V_A$  et  $V_B$  de signaux oscillants du circuit résonant, et une borne de potentiel bas de la tension régulée, qui constitue la masse.

La première inductance  $L1$  est connectée entre la borne  $V_{EXT}$  et la borne  $V_A$ , alors que la seconde inductance  $L2$  est connectée entre la borne  $V_{EXT}$  et la borne  $V_B$ .  
20 L'élément capacitif  $Cv$ , qui représente un varacteur, est connecté entre les bornes  $V_A$  et  $V_B$  du circuit résonant. La valeur capacitive de cet élément capacitif varie en fonction d'une tension continue de commande appliquée sur une entrée de l'élément capacitif, non représentée. La variation de la valeur capacitive permet de modifier la fréquence de deux signaux oscillants en opposition de phase fournis, respectivement,  
25 sur les première et seconde bornes de sortie  $V_A$  et  $V_B$ .

Chaque transistor NMOS  $N1$  et  $N2$  comprend une borne de commande, qui est la grille, et des première et seconde bornes de courant, qui sont le drain et la source. Le drain du premier transistor  $N1$  de la paire est connecté à la borne de sortie  $V_A$ , alors que le drain du second transistor  $N2$  de la paire est connecté à la borne de  
30 sortie  $V_B$ . La grille du premier transistor  $N1$  est reliée au drain du second transistor  $N2$  par l'intermédiaire d'un condensateur de couplage  $C3$ , alors que la grille du second transistor  $N2$  est reliée au drain du premier transistor  $N1$  par l'intermédiaire d'un condensateur de couplage  $C1$ . Les sources des deux transistors  $N1$  et  $N2$  sont reliées à la borne de potentiel bas de la source de tension régulée. Par cette connexion  
35 croisée des grilles de chaque transistor de la paire, une transconductance négative est créée de manière à compenser entièrement les pertes du circuit résonant.

- 5 -

De manière générale, le circuit résonant peut être représenté par la mise en parallèle d'une inductance, d'un condensateur variable et d'une conductance de perte. Ainsi, il est nécessaire que la transconductance négative mise en parallèle des éléments du circuit résonant soit supérieure à la conductance parallèle de perte en phase de démarrage du circuit oscillateur. Une fois, que l'amplitude maximale des signaux oscillants est stabilisée, la transconductance négative et la conductance de perte sont égales.

Comme un but de la présente invention est de réduire le bruit engendré et la consommation du circuit tout en garantissant une amplitude maximale des signaux oscillants, chaque transistor de la paire, N1 et N2, est connecté en parallèle avec un transistor NMOS, N3 et N4, monté en diode. Le premier transistor monté en diode N3, respectivement le second transistor monté en diode N4, reçoivent chacun un courant produit par une première source de courant variable I1, respectivement par une seconde source de courant variable I2. De cette manière, le transistor N1 de la paire et le transistor monté en diode N3 forme un premier miroir de courant, alors que le transistor N2 de la paire et le transistor monté en diode N4 forme un second miroir de courant. Le courant produit par chaque source de courant est commandé par un signal de régulation Reg de manière à diminuer la valeur du courant lorsqu'il est détecté une augmentation du niveau d'amplitude des signaux oscillants, et inversement. De ce fait, la valeur du courant en phase de démarrage du circuit oscillateur est plus grand que la valeur du courant quand l'amplitude des signaux oscillants est maximale. Dans la suite de la description en référence aux figures 3 et 4, il sera expliqué de manière plus détaillée comment le courant de chaque source de courant est ajusté en fonction du niveau détecté d'amplitude des signaux oscillants. C'est principalement par la non-linéarité de chaque transistor monté en diode, N3 et N4, de chaque miroir de courant, qu'il est possible d'extraire le signal de régulation des sources de courant. Plus le niveau d'amplitude des signaux oscillants augmente, plus la tension en mode commun, vue sur les grilles des transistors NMOS, a tendance à baisser grâce à la non-linéarité des transistors N3 et N4 montés en diode.

Il est à noter que la dimension de chaque transistor NMOS N1 et N2 de la paire est de préférence K fois plus grande que la dimension de chaque transistor N3 et N4 monté en diode, K étant un nombre entier supérieur à 1. La valeur de courant imposé dans chaque transistor N1 et N2 de la paire est donc environ K fois supérieur à celui fourni par chaque source de courant I1 et I2. De plus, le courant moyen circulant dans chaque transistor de la paire est approximativement le même.

De manière à diviser la tension de commande sur les grilles des transistors de la paire N1 et N2, un premier diviseur de tension est constitué par le condensateur de

- 6 -

couplage C1 et le condensateur C4, qui est relié entre la grille du transistor N1 et la borne de potentiel bas, et un second diviseur de tension est constitué par le condensateur de couplage C3 et le condensateur C2, qui est relié entre la grille du transistor N2 et la borne de potentiel bas. Ainsi, l'amplitude des signaux oscillants vue par la grille de chaque transistor N1 et N2 peut être divisée par le facteur  $(C1+C4)/C1$  ou le facteur  $(C3+C2)/C3$ . Les deux facteurs de division sont égaux. Ceci permet d'avoir en sortie une large amplitude des signaux oscillants tout en minimisant l'amplitude des signaux appliqués sur les grilles des transistors N1 et N2 et, par suite, le bruit engendré par ces derniers. De préférence, les transistors peuvent fonctionner en faible inversion, ce qui a tendance à augmenter la valeur de la transconductance négative. Toutefois, il peut aussi être prévu de faire fonctionner les transistors du circuit oscillateur en forte inversion.

Le circuit oscillateur peut être alimenté par une source de tension constituée par une pile ou un accumulateur dont la valeur de tension peut fluctuer par exemple entre 1,5V à 0,9V en fin de vie de la pile. De ce fait, il peut être prévu de brancher la partie générant les oscillations du circuit oscillateur à une source de tension régulée, non représentée. La valeur de cette tension régulée peut être fixée par exemple à 0,9V, ou même à la moitié de cette valeur, en fonction de la tension nominale de la technologie (par exemple TSMC à 0.18  $\mu$ m) employée pour réaliser le circuit oscillateur. La partie de génération des sources de courant peut être connectée directement aux bornes de la source d'alimentation, qui peut être une pile. Le niveau d'amplitude maximale des signaux oscillants peut donc être légèrement inférieur à 0,9V autour de la tension régulée  $V_{EXT}$ , c'est-à-dire que l'amplitude crête à crête des signaux oscillants est proche de 1,6V.

Une première forme d'exécution du circuit oscillateur commandé en tension selon l'invention est présentée à la figure 3. Il est à noter que les éléments de cette figure, qui correspondent à ceux décrits en référence à la figure 2, portent des signes de référence identiques.

Le circuit oscillateur de cette première forme d'exécution comprend les mêmes éléments qui ont été décrits en référence à la figure 2. Ce circuit oscillateur comprend donc le circuit résonant, constitué par les inductances L1 et L2 et l'élément capacitif variable Cv, la paire de transistors NMOS N1 et N2 couplés en croix, les transistors NMOS N3 et N4 montés en diode et les diviseurs capacitifs C1, C4 et C3, C2. Par contre, les éléments de la boucle de réglage d'amplitude vont être décrits de manière plus détaillée.

Dans la boucle de réglage d'amplitude, la variation du niveau d'amplitude des signaux oscillants est détectée par deux résistances R1 et R2, qui sont branchées en



- 7 -

série entre les grilles des transistors NMOS N1 et N2, et un condensateur de filtrage  $C_m$ , qui est branché au nœud de connexion des deux résistances et à la borne de potentiel bas de la source de tension d'alimentation. Ainsi, une tension en mode commun, qui est le reflet de la tension moyenne de grille des transistors de la paire, peut être captée sur le condensateur de filtrage  $C_m$ . Cette tension en mode commun diminue si l'amplitude des signaux oscillants augmente, et inversement, car les transistors NMOS N3 et N4 montés en diode ont un comportement non-linéaire.

Le condensateur de filtrage  $C_m$  est connecté à la grille d'un transistor NMOS N5 de référence, dont la source est reliée à la borne de potentiel bas, c'est-à-dire à la borne de masse, par l'intermédiaire d'une résistance R3 de référence. C'est cette résistance R3 qui va déterminer la valeur du courant de chaque source de courant en fonction de la tension en mode commun captée sur le condensateur de filtrage. La dimension du transistor NMOS N5 doit être M fois plus grande que celle des transistors N3 et N4, où M est un nombre entier supérieur à 1. Ainsi la valeur du courant de référence dépend en partie du logarithme naturel de M, de la valeur de la résistance de référence R3, ainsi que de la tension en mode commun détectée sur le condensateur de filtrage  $C_m$ .

Le drain du transistor NMOS N5 fournit un courant de référence à un transistor PMOS P1 monté en diode d'un troisième miroir de courant. Ce troisième miroir de courant, qui est constitué de transistors PMOS, est connecté à une borne de potentiel haut d'une source de tension d'alimentation  $V_{DD}$ . Deux autres transistors PMOS P2 et P3 du troisième miroir de courant sont connectés, par leur grille, en parallèle au transistor PMOS P1 monté en diode, de manière à dupliquer le courant de référence. Le drain du transistor PMOS P2, qui agit comme une source de courant, fournit le courant au transistor NMOS N3 monté en diode. Le transistor PMOS P3 fournit le courant au transistor NMOS N4 monté en diode. De cette manière, le courant fourni à chaque transistor NMOS N3 et N4 montés en diode est dépendant directement du niveau détecté d'amplitude des signaux oscillants. Ainsi, par cet agencement, l'amplitude des signaux oscillants peut être automatiquement régulée grâce à la valeur du courant fourni à chaque transistor NMOS N3 et N4.

Il est à noter que la boucle, constituée par les transistors NMOS N3, N4 et N5, les transistors PMOS P1, P2 et P3, et la résistance de référence R3, est proportionnelle à la température absolue (PTAT).

Dans l'idée de cette première forme d'exécution, il aurait pu être imaginé une configuration inversée en utilisant une paire de transistors PMOS branchés à la borne de potentiel haut d'une source de tension. Dans ce cas, le circuit résonant est connecté entre la paire de transistors PMOS et la borne de masse. Un transistor

- 8 -

PMOS monté en diode doit être connecté à chaque transistor PMOS de la paire. Le transistor de référence est également un transistor PMOS connecté à la borne de potentiel haut de la source de tension par l'intermédiaire de la résistance de référence. Ce transistor de référence est polarisé par la tension en mode commun

5 extraite par deux résistances branchées en série entre les grilles des transistors PMOS de la paire, et stockée sur le condensateur de filtrage. Ce condensateur de filtrage est connecté entre la grille du transistor de référence PMOS et la borne de potentiel haut. Les sources de courant pour chaque transistor PMOS monté en diode sont réalisées à l'aide d'un miroir de courant constitué de transistors NMOS connecté

10 à la borne de masse.

Une seconde forme d'exécution du circuit oscillateur commandé en tension selon l'invention est présentée à la figure 4. Il est à noter que les éléments de cette figure, qui correspondent à ceux décrits en référence aux figures 2 et 3, portent des signes de référence identiques.

15 Ce circuit oscillateur comprend, dans un agencement série entre les bornes  $V_{DD}$  et  $V_{SS}$  d'une source de tension d'alimentation, une première paire de transistors PMOS couplés en croix P4 et P5, un circuit résonant, et une seconde paire de transistors NMOS couplés en croix N1 et N2. Le circuit résonant comprend une inductance L1 en parallèle à l'élément capacitif variable Cv entre les deux bornes de

20 sortie  $V_A$  et  $V_B$ . La grille de chaque transistor des deux paires est reliée par l'intermédiaire d'un condensateur de couplage C1, C3, C5, C8 au drain de l'autre transistor de la même paire.

De manière à diviser la tension des signaux oscillants pour fournir une tension de commande sur chaque grille des transistors des deux paires, chaque

25 condensateur de couplage fait partie d'un diviseur capacitif de tension. C'est ainsi qu'un premier diviseur de tension est constitué par le condensateur de couplage C1 et le condensateur C4, qui est relié entre la grille du transistor N1 et la borne  $V_{SS}$ . Un second diviseur de tension est constitué par le condensateur de couplage C3 et le condensateur C2, qui est relié entre la grille du transistor N2 et la borne  $V_{SS}$ . Un

30 troisième diviseur de tension est constitué par le condensateur de couplage C5 et le condensateur C7, qui est relié entre la grille du transistor P5 et la borne  $V_{DD}$ . Un quatrième diviseur de tension est constitué par le condensateur de couplage C8 et le condensateur C6, qui est relié entre la grille du transistor P4 et la borne  $V_{DD}$ . Ainsi, l'amplitude des signaux oscillants vue par la grille de chaque transistor P4, P5, N1 et

35 N2 peut être divisée par le facteur  $(C1+C4)/C1$ , le facteur  $(C3+C2)/C3$ , le facteur  $(C5+C7)/C5$  ou le facteur  $(C8+C6)/C8$ . Les quatre facteurs de division sont égaux.

- 9 -

Ces diviseurs capacitifs offrent le même avantage que celui mentionné avec la figure 2.

Un transistor PMOS P1 monté en diode est connecté en parallèle au transistor PMOS P4 de la paire pour former un premier miroir de courant. Le transistor PMOS P6 monté en diode est connecté en parallèle au transistor P5 de la paire pour former un second miroir de courant. Le transistor PMOS P1 monté en diode reçoit un courant provenant d'un premier transistor de référence NMOS N5, alors que le transistor PMOS P6 reçoit un courant provenant d'un second transistor de référence NMOS N6. Les deux transistors de référence N5 et N6 sont connectés en parallèle et ont leur source reliée à la borne  $V_{SS}$ , c'est-à-dire à la borne de masse, par l'intermédiaire d'une résistance R3 de référence.

Comme pour la première forme d'exécution, la variation du niveau d'amplitude des signaux oscillants peut être mesurée grâce à la non-linéarité des transistors PMOS P1 et P6 montés en diode. Dans la boucle de réglage d'amplitude, cette variation du niveau d'amplitude des signaux oscillants est détectée notamment par deux résistances R5 et R6, qui sont branchées en série entre les grilles des transistors PMOS P4 et P5. Le nœud de connexion des deux résistances R5 et R6, est relié par un agencement de transistors de renvoi P7 et N7 à un condensateur de filtrage  $C_m$  pour fournir la tension en mode commun détectée. Le transistor de renvoi PMOS P7, dont la source est reliée à la borne  $V_{DD}$ , a sa grille connectée directement au nœud de connexion des deux résistances R5 et R6. Le drain de ce transistor PMOS P7 est relié à un transistor NMOS N7 monté en diode, dont la source est reliée à la borne  $V_{SS}$ . Ce transistor de renvoi NMOS N7 monté en diode fournit la tension en mode commun stockée sur le condensateur de filtrage  $C_m$ . Ceci permet au condensateur  $C_m$  de polariser les transistors de référence N5 et N6 pour déterminer la valeur des courants de référence en fonction du niveau de cette tension en mode commun.

Les transistors NMOS N1 et N2 de la seconde paire sont polarisés par l'intermédiaire de deux autres résistances R1 et R2. Ces deux résistances R1 et R2 sont branchées en série entre les grilles des transistors NMOS N1 et N2. Le nœud de connexion des résistances R1 et R2 est relié au condensateur de filtrage  $C_m$ . Lorsque des signaux oscillants apparaissent aux bornes de sortie  $V_A$ ,  $V_B$ , la linéarité des résistances R1 et R2 assure que le courant moyen tiré par la seconde paire de transistors NMOS N1 et N2 est identique au courant moyen issu de la première paire de transistors PMOS P4 et P5. Comme le facteur de division de chaque diviseur est identique, les deux paires de transistors PMOS et NMOS participent de manière égale à la création des signaux oscillants.

- 10 -

Comme précédemment, la dimension de chaque transistor PMOS P4 et P5 de la première paire, et chaque transistor NMOS N1 et N2 de la seconde paire est de préférence K fois plus grande que la dimension de chaque transistor PMOS P1 et P6 montés en diode, K étant un nombre entier supérieur à 1. La valeur du courant créé dans chaque transistor PMOS P4 et P5 de la première paire est donc environ K fois supérieure à celle du courant fourni par chaque transistor de référence N5 et N6. De même, la dimension des transistors de référence N5 et N6 doit être supérieure à celle du transistor de renvoi NMOS N7 monté en diode. De cette façon, les courants de référence, polarisant chaque transistor PMOS P1 et P6 montés en diode, dépendent de la valeur de la résistance R3, du rapport dimensionnel entre le transistor NMOS N7 et les transistors de référence NMOS N5 et N6, et de la tension en mode commun stockée sur le condensateur Cm.

Dans cette seconde forme d'exécution du circuit oscillateur, la partie du circuit fournissant les signaux oscillants en opposition de phase est alimentée directement par les bornes  $V_{SS}$  et  $V_{DD}$  à une source de tension d'alimentation. L'amplitude maximale des signaux oscillants peut être légèrement inférieure à la tension de la source d'alimentation. Pour une tension d'alimentation proche de 1,8V, l'amplitude des oscillations crête à crête peut être réglée par construction jusqu'à une valeur de 1,6V de manière à ne pas dé-saturer le drain de n'importe quel transistor des paires.

Ce dernier circuit présente l'avantage de consommer deux fois moins de puissance que le précédent circuit pour un même niveau d'amplitude des signaux oscillants. Il est, cependant, mieux adapté à une source de tension fixe d'alimentation à  $V_{DD}$  nominal.

Le circuit résonant des deux formes d'exécution doit, si possible, avoir un facteur de qualité Q important, car cela a une influence directe sur le produit de la puissance consommée par le bruit, qui est à minimiser dans une application à des systèmes portables. De ce fait, il est préférable d'utiliser des inductances L1 et L2 externes, car le facteur de qualité Q d'une inductance intégrée avec tous les autres composants du circuit oscillateur est en général relativement faible.

A partir de la description qui vient d'être faite, de multiples variantes de réalisation du circuit oscillateur commandé en tension peuvent être conçues par l'homme du métier sans sortir du cadre de l'invention définie par les revendications. Il peut être prévu de remplacer les transistors MOS par des transistors bipolaires ou d'un autre type.

- 11 -

## REVENDEICATIONS

1. Circuit oscillateur (1) commandé en tension notamment pour un dispositif électronique basse puissance, le circuit oscillateur comprenant :
- un circuit résonant muni d'au moins une inductance (L1, L2) et d'un élément capacitif (Cv) dont la valeur capacitive varie en fonction d'une tension de commande appliquée sur une entrée de l'élément capacitif pour ajuster la fréquence de deux signaux oscillants en opposition de phase qui sont fournis respectivement par une première et une seconde bornes de sortie (V<sub>A</sub>, V<sub>B</sub>) du circuit résonant,
  - au moins une paire de transistors couplés en croix (N1, N2, P4, P5), qui est connectée au circuit résonant pour compenser des pertes du circuit résonant, les transistors comprenant chacun une borne de commande et une première et une seconde bornes de courant, la première borne de courant du premier transistor (N1, P4), respectivement du second transistor (N2, P5), étant connectée à la première borne de sortie (V<sub>A</sub>), respectivement à la seconde borne de sortie (V<sub>B</sub>), du circuit résonant alors que la borne de commande de chaque transistor est connectée par l'intermédiaire d'un condensateur de couplage (C1, C3) à la première borne de courant de l'autre transistor,
- caractérisé en ce que chaque transistor de la paire est connecté en parallèle à un transistor monté en diode (N3, N4, P1, P6), qui est traversé par un courant fourni par une source de courant (I1, I2), chaque transistor de la paire et le transistor correspondant monté en diode formant un miroir de courant pour imposer au circuit résonant un courant moyen de manière à fournir des signaux oscillants à une amplitude maximale dépendant du dimensionnement de certains éléments dudit circuit.
2. Circuit oscillateur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend une boucle de réglage d'amplitude des signaux oscillants dans laquelle la valeur du courant de la source de courant (I1, I2) de chaque miroir de courant varie en fonction du niveau détecté d'amplitude des signaux oscillants, la valeur du courant diminuant, respectivement augmentant, lors d'un accroissement, respectivement lors d'une diminution du niveau d'amplitude des signaux oscillants.
3. Circuit oscillateur selon la revendication 2, caractérisé en ce que la boucle de réglage d'amplitude comprend notamment deux résistances (R1, R2, R5, R6) branchées en série entre les bornes de commande des transistors de la paire, et un condensateur de filtrage (Cm), dont une première électrode est branchée directement ou par un agencement de transistors de renvoi (P7, N7) au nœud de connexion des deux résistances, et une seconde électrode est branchée à une borne

- 12 -

de potentiel haut ou bas d'une source de tension, un niveau de tension en mode commun, qui dépend du niveau d'amplitude des signaux oscillants, étant capté sur la première électrode du condensateur de filtrage par l'intermédiaire du nœud de connexion des résistances, pour déterminer la valeur de courant des sources de

5 courant.

4. Circuit oscillateur selon la revendication 3, caractérisé en ce que la valeur du courant des sources de courant dans la boucle de réglage d'amplitude est définie par une résistance de référence (R3), qui est connectée à une borne de courant d'au moins un transistor de référence (N5, N6), une borne de commande du

10 transistor de référence étant connectée à la première électrode du condensateur de filtrage (Cm) de manière à placer la résistance de référence et le transistor de référence en parallèle au condensateur de filtrage, le transistor de référence étant polarisé par la tension en mode commun captée par le condensateur de filtrage.

5. Circuit oscillateur selon l'une des revendications précédentes,

15 caractérisé en ce que le circuit résonant (L1, L2, Cv) et la paire de transistors couplés en croix (N1, N2) sont agencés en série entre une borne de potentiel haut (V<sub>EXT</sub>) et une borne de potentiel bas d'une source de tension régulée, la seconde borne de courant de chaque transistor de la paire et du transistor correspondant (N3, N4) monté en diode étant connectée directement à la borne de potentiel haut ou à la

20 borne de potentiel bas de la source de tension régulée, et en ce que le circuit résonant comprend deux inductances (L1, L2) connectées chacune à une borne de sortie respective du circuit résonant et à la borne de potentiel opposée à la borne de potentiel connectant la seconde borne de courant des transistors, l'élément capacitif variable (Cv) étant connecté entre les deux bornes de sortie du circuit résonant.

25 6. Circuit oscillateur selon la revendication 5, caractérisé en ce que la paire de transistors couplés en croix (N1, N2), ainsi que chaque transistor (N3, N4) monté en diode connecté à un transistor correspondant de la paire, sont des transistors de type NMOS, dont la source est reliée directement à une borne de potentiel bas d'une source de tension régulée, et en ce que le transistor de référence (N5) est un

30 transistor NMOS dont la source est reliée à la résistance de référence (R3), qui est reliée à une borne de potentiel bas d'une source de tension, et le drain fournit un courant de référence à un transistor PMOS (P1) monté en diode d'un second miroir de courant, qui est connecté à une borne de potentiel haut d'une source de tension d'alimentation (V<sub>DD</sub>), deux autres transistors PMOS (P2, P3) du second miroir de

35 courant étant connectés en parallèle au transistor PMOS monté en diode de manière à dupliquer le courant de référence pour fournir chacun un courant aux transistors

- 13 -

NMOS montés en diode, la valeur du courant dépendant du niveau détecté d'amplitude des signaux oscillants.

7. Circuit oscillateur selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce qu'il comprend une première et une seconde paires de transistors couplés en croix de type différent, la borne de commande de chaque transistor des deux paires étant reliée par l'intermédiaire d'un condensateur de couplage (C1, C3, C5, C8) à la première borne de courant de l'autre transistor de la paire, et en ce que le circuit résonant, qui comprend entre les deux bornes de sortie ( $V_A$ ,  $V_B$ ) une inductance (L1) en parallèle à l'élément capacitif ( $C_v$ ), est placé entre les deux paires de transistors (N1, N2, P4, P5), la seconde borne de courant de chaque transistor de la première paire étant connectée à une borne de potentiel bas ( $V_{SS}$ ), alors que la seconde borne de courant de chaque transistor de la seconde paire est connectée à une borne de potentiel haut ( $V_{DD}$ ) d'une source de tension d'alimentation.

8. Circuit oscillateur selon la revendication 7, caractérisé en ce que la première paire de transistors couplés en croix (P4, P5), ainsi que chaque transistor monté en diode (P1, P6) connecté à un transistor correspondant de la première paire, sont des transistors de type PMOS, dont la source est reliée directement à une borne de potentiel haut ( $V_{DD}$ ) de la source de tension d'alimentation, et en ce que la seconde paire de transistors couplés en croix sont des transistors de type NMOS, dont la source est reliée directement à une borne de potentiel bas ( $V_{SS}$ ) de la source de tension.

9. Circuit oscillateur selon la revendication 8, caractérisé en ce qu'il comprend deux transistors de référence (N5, N6) en parallèle, les transistors de référence étant des transistors NMOS dont la source est reliée à la résistance de référence (R3), qui est reliée à une borne de potentiel bas d'une source de tension, et le drain de chaque transistor de référence fournit un courant de référence au transistor PMOS respectif (P1, P6) monté en diode, en ce que le nœud de connexion des deux résistances (R5, R6) branchées en série entre les grilles des transistors de la première paire est relié à une grille d'un transistor PMOS (P7) de renvoi, dont la source est reliée directement à la borne de potentiel haut de la source de tension, et le drain est connecté à un transistor NMOS (N7) de renvoi monté en diode, la source de ce transistor NMOS étant reliée directement à la borne de potentiel bas de la source de tension, en ce que le drain et la grille du transistor NMOS de renvoi sont connectés à la première électrode du condensateur de filtrage ( $C_m$ ) et aux grilles des transistors de référence (N5, N6), et en ce que deux autres résistances (R1, R2) sont branchées en série entre les bornes de commande des transistors NMOS de la seconde paire, le nœud de connexion de ces résistances étant relié à la première

- 14 -

électrode du condensateur de filtrage ( $C_m$ ) pour servir à polariser les transistors NMOS de la seconde paire.

10. Circuit oscillateur selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que chaque condensateur de couplage ( $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_5$ ,  $C_8$ ) des bornes de commande des transistors de chaque paire fait partie d'un diviseur capacitif par transistor de chaque paire, pour diviser la tension des signaux oscillants à fournir sur les bornes de commande des transistors de chaque paire.
- 5



## ABREGE

### CIRCUIT OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION POUR UN DISPOSITIF ELECTRONIQUE BASSE PUISSANCE

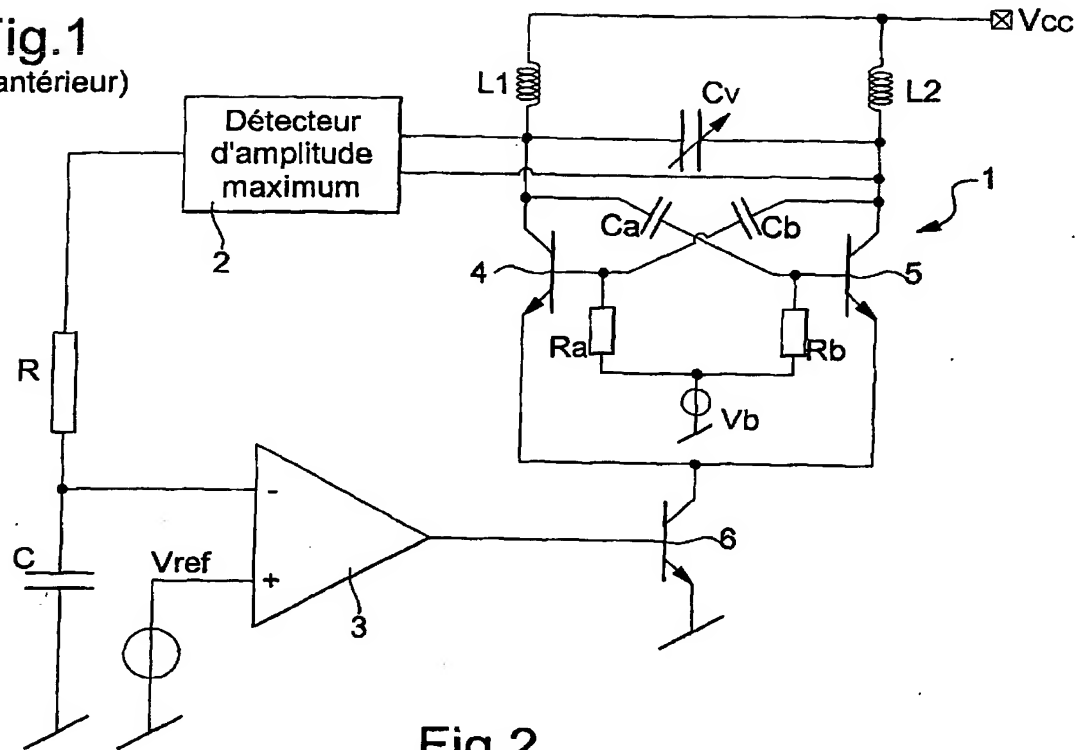
Le circuit oscillateur commandé en tension comprend un circuit résonant, avec deux inductances ( $L1$ ,  $L2$ ) et un élément capacitif variable ( $Cv$ ), qui est connecté à une borne de potentiel haut ( $V_{EXT}$ ) d'une source de tension, et une paire de transistors NMOS couplés en croix ( $N1$ ,  $N2$ ), qui est connectée entre deux bornes de sortie de signaux oscillants ( $V_A$ ,  $V_B$ ) du circuit résonant. Chaque transistor NMOS de la paire est connecté en parallèle à un transistor NMOS monté en diode ( $N3$ ,  $N4$ ) de manière à former un miroir de courant. Un courant identique est fourni à chaque transistor monté en diode dans une boucle de régulation d'amplitude des signaux oscillants. Deux résistances ( $R1$ ,  $R2$ ), branchées en série entre les grilles des transistors de la paire ( $N1$ ,  $N2$ ), permettent d'extraire la tension en mode commun à stocker sur un condensateur de filtrage ( $Cm$ ) afin de polariser un transistor de référence NMOS ( $N5$ ) relié à une résistance de référence ( $R3$ ). La valeur du courant fourni aux transistors montés en diode est dépendante de la valeur de la résistance et de la tension en mode commun détectée. De ce fait, la tension en mode commun diminue avec une augmentation d'amplitude des signaux oscillants, et inversement.

Ce circuit oscillateur peut être utilisé dans un dispositif électronique basse puissance, tel qu'un téléphone portable ou une montre.

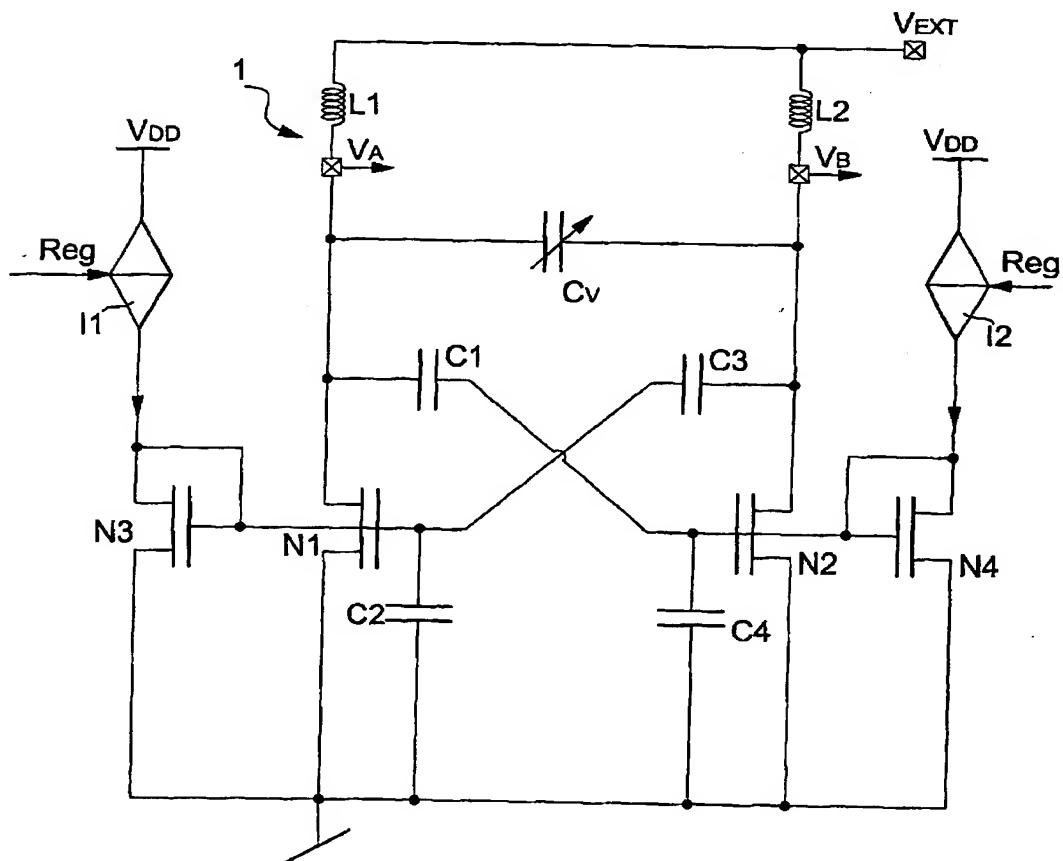
(Figure 3)

1 / 3

**Fig.1**  
(art antérieur)

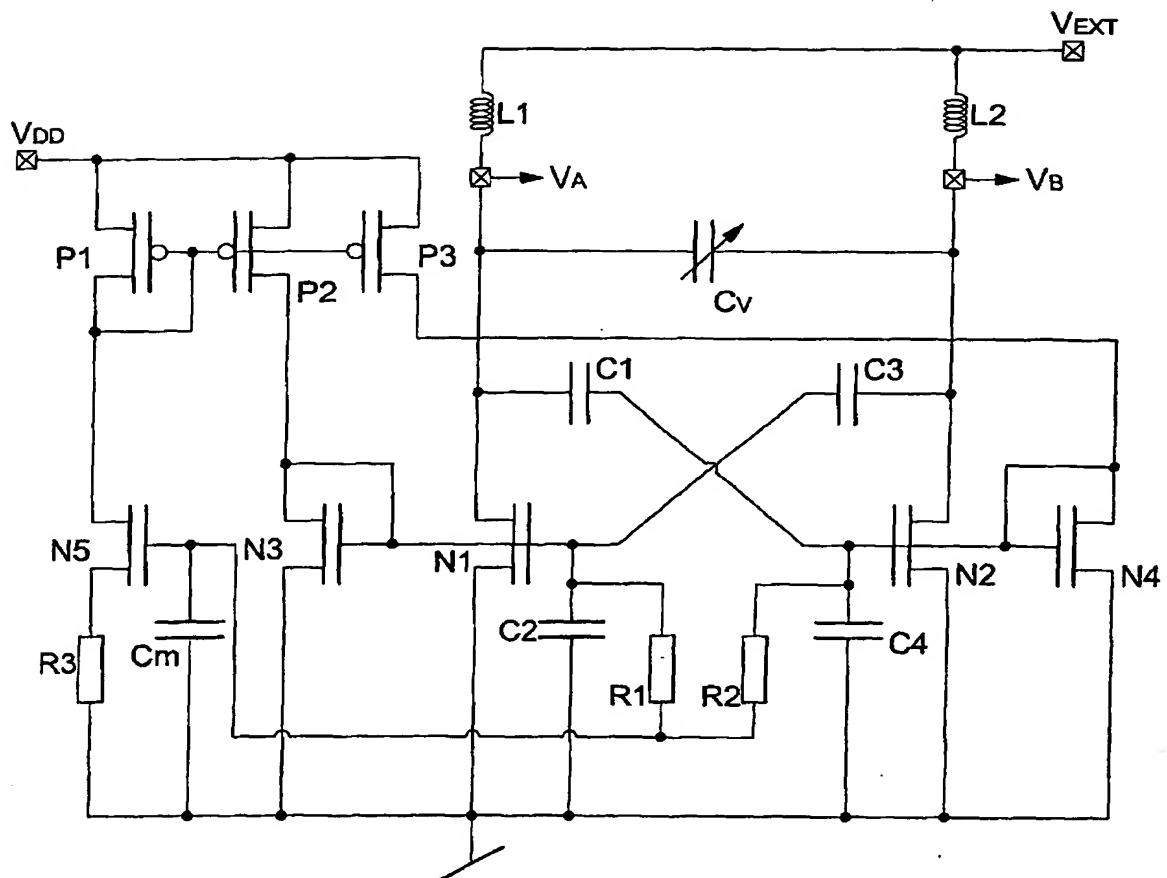


**Fig.2**



2/3

Fig.3





3 / 3

Fig.4

